

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭64-47223

⑬ Int.Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和64年(1989)2月21日

H 02 J 1/00
// G 03 G 15/00

3 0 6
1 0 2

K-8324-5G
8004-2H

審査請求 未請求 発明の数 1 (全8頁)

⑮ 発明の名称 電源装置

⑯ 特 願 昭62-200818

⑰ 出 願 昭62(1987)8月13日

⑱ 発 明 者 永 平 譲 二 東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内
⑲ 出 願 人 キヤノン株式会社 東京都大田区下丸子3丁目30番2号
⑳ 代 理 人 弁理士 加 藤 卓

明 細 書

1. 発明の名称

電源装置

2. 特許請求の範囲

電子写真方式の画像形成装置における照明用光源、および高圧、低圧の各々電圧が異なる負荷に給電を行なう電源装置において、コンバータトランスと、このコンバータトランスの一次側に設けられ、コンバータトランスの一次巻線を励振するスイッチング手段と、コンバータトランスの二次側に設けられた前記照明用ランプに交流を給電する第1の二次巻線と、前記高圧の負荷に直流を給電するための第2の二次巻線と、前記低圧の負荷に直流を給電するための第3の二次巻線と、前記コンバータトランスの二次側において前記第2の二次巻線から高圧負荷への給電を制御する手段とを設け、前記第2の二次巻線と高圧の負荷の間に設けられる整流回路および前記第2の二次巻線の極性を選択することによって前記高圧巻線にフライバックモードによるスイッチングによって給電

を行ない、一方前記第3の二次巻線と低圧の負荷の間に設けられる整流手段と前記第3の二次巻線の極性の設定によって前記低圧の負荷にフォワードモードで給電を行なうことを特徴とする電源装置。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明は電源装置、特に複写機やレーザービームプリンタなどの電子写真方式の画像形成装置における電源装置に関するものである。

〔従来の技術〕

複写機およびレーザービームプリンタなどの電子写真方式の画像形成装置では、帯電器用、現像バイアス用などの高圧の直流、原稿搬送用のモータ、シーケンス制御回路などに給電するための低圧の直流、あるいは原稿照明用の蛍光灯などに給電するための交流の電源が必要である。

〔発明が解決しようとする問題点〕

従って、この種の画像形成装置では、低圧から高圧にわたるさまざまな電源電圧が必要であり、

またそれらは独立して安定化され、あるいはオン、オフ制御される必要がある。このため、従来装置では第5図に示すように商用電源などの交流入力30を主電源31によって変圧、整流、平滑することによって24V程度の直流電圧を得、この電圧をシーケンス制御回路、モータ回路などに給電するとともに、スイッチングコンバータなどを用いた昇圧回路などから構成される電源部32、33に入力し、再度電圧変換を行なう帯電器などの高圧負荷および原稿照明用の蛍光灯などに給電していた。

以上のような構造では、変圧のためのトランスの数が必然的に多くなり、電源部が大型化するとともに、電圧変換を何度も行なうために電力効率がよくないという問題があった。

〔問題点を解決するための手段〕

以上の問題点を解決するために、本発明においては、電子写真方式の画像形成装置における照明用光源、および高圧、低圧の各々電圧が異なる負荷に給電を行なう電源装置において、コンバータ

トランスと、このコンバータトランスの一次側に設けられ、コンバータトランスの一次巻線を励振するスイッチング手段と、コンバータトランスの二次側に設けられた前記照明用ランプに交流を給電する第1の二次巻線と、前記高圧の負荷に直流を給電するための第2の二次巻線と、前記低圧の負荷に直流を給電するための第3の二次巻線と、前記コンバータトランスの2次側において前記第2の二次巻線から高圧負荷への給電を制御する手段とを設け、前記第2の二次巻線と高圧の負荷の間に設けられる整流回路および前記第2の二次巻線の極性を選択することによって前記高圧巻線にフライバックモードによるスイッチングによって給電を行ない、一方前記第3の二次巻線と低圧の負荷の間に設けられる整流手段と前記第3の二次巻線の極性の設定によって前記低圧の負荷にフォワードモードで給電を行なう構成を採用した。

〔作用〕

以上の構成によれば、高圧および低圧の電源をそれぞれ異なるスイッチングモードによって給電

でき、前記給電制御手段により前記高圧負荷に対する給電を制御しても他の負荷に影響を与えることなくそれぞれの出力を独立して行なうことができる。

〔実施例〕

以下、図面に示す実施例に基づき、本発明を詳細に説明する。

第1図は本発明を採用した電源装置の回路構成を示している。図において符号1は商用交流電源、あるいは他の変圧回路などで得られる交流電源で、この交流電源1の出力はダイオードD6によって整流され、コンバータトランスT1の一次巻線81に供給される。ダイオードD6が出力する直流の一次巻線81に対する印加は、トランジスタQ1によって断続される。トランジスタQ1のコレクタ、エミッタ回路の間には、一次巻線81と一定の共振周波数を得るためのコンデンサC1とダンパ用のダイオードD1が接続されている。トランジスタQ1のベースは発振器およびパルス幅変調器から構成されたPWM回路によ

って制御される。このPWM回路2は後述のように二次側の出力電圧に応じてトランジスタQ1の導通比率(デューティ比)を制御することによって二次側の出力電圧を安定化するために用いられる。

コンバータトランスT1の二次側には、4個の二次巻線82~85が設けられている。

二次巻線82は帯電器、あるいは現像バイアスなどを供給するための高圧巻線で、ダイオードD2、コンデンサC2による整流、平滑回路が接続されている。コンバータトランスT1の巻線の極性、およびダイオードD2の導通極性を選択することによってこの巻線のスイッチングモードはフライバックモードとなっている。すなわち、一次巻線81が遮断される期間に二次巻線82に発生される電圧がダイオードD2を介して負荷に給電される。

また、二次巻線82a共通端子~接地間には出力制御用のトランジスタQ3のコレクタ~エミッタおよび抵抗R1の直列接続回路が挿入されてい

る。このトランジスタQ3のベースに加える制御電圧 V_1 をシーケンス制御回路により制御することにより高圧出力を制御できる。

トランジスタQ3の過電圧保護のため、コレクタ～エミッタ間にバリスタなどの定電圧素子を接続してもよい。また、出力端子～接地間にブリーダ抵抗を接続してもよい。

二次巻線83にはダイオードD3、コンデンサC3から構成される整流、平滑回路が接続され、直流に変換された出力電圧はマイクロコンピュータなどのシーケンス制御部を電源として供給される。二次巻線83の極性は二次巻線82と逆になっており、従ってこの巻線のスイッチングモードは一次側のスイッチングトランジスタと二次側の整流ダイオードが同時に導通する、いわゆるフォワードモードになっている。

二次巻線84は電圧検出用の巻線で、ダイオードD4、コンデンサC4から成る整流、平滑回路が接続されている。この巻線のスイッチングモードは二次巻線82と同じフライバックモードであ

る。整流出力は抵抗による分圧回路などから構成された電圧検出回路3に入力され、フォトカプラPC1を介して一次側のPWM回路2にフィードバックされる。従って、PWM回路2は電圧検出回路3によって検出された出力電圧を一定にするようにトランジスタQ1のデューティ比を制御する。

二次巻線85は原稿照明用の蛍光灯LA1に給電するためのもので、二次巻線85の一端はインダクタL1を介して蛍光灯LA1のフィラメントの一端に接続されている。二次巻線85の他端は蛍光灯LA1の反対側のフィラメントの一端に接続されている。蛍光灯LA1の両端のフィラメントの両端は、それぞれ交流バイパス用のコンデンサC5、C6によって接続されている。

蛍光灯LA1の各フィラメントの、二次巻線が接続されるのと反対側の端子は、ブリッジダイオードD5に接続されている。ブリッジダイオードD5の残りの2本の端子はトランジスタQ2のコレクタ、エミッタに接続され、エミッタ側が接

地されている。トランジスタQ2のベースには符号2のブロックと同様に構成されたPWM回路7が接続されている。このPWM回路7はフォトダイオードPD1で検出した原稿照明光の光量を一定にするように蛍光灯LA1の発光制御を行なうものである。

すなわち、フォトダイオードPD1の出力は増幅器4で所定レベルまで増幅された後、オペアンプなどから構成された誤差増幅器6の一方の入力端に接続される。誤差増幅器6の他方の入力にはツェナーダイオードなどを用いて形成された基準電圧5が接続される。従って、誤差増幅器6は増幅器4の出力と基準電圧5の誤差に対応する電圧をPWM回路7に入力し、トランジスタQ2の導通比率を変化させることによって蛍光灯LA1の光量を一定に制御する。

次に、以上の構成における動作について説明する。

第1図の交流電源1によってダイオードD6に交流を入力し、各ブロックに電源を供給すると、

ダイオードD6によって整流された直流がコンバータトランスT1の一次巻線81とトランジスタQ1の直列接続の両端に印加され、PWM回路2が出力するパルスによってトランジスタQ1がスイッチングされ、その結果コンバータトランスT1の一次側に交流信号が入力される。

このため、コンバータトランスT1の二次巻線82～85にはそれぞれ巻線比に対応した交流電圧が発生し、各整流回路を介して、あるいはそのまま各負荷に給電される。

第2図に第1図の符号11～13で示す接続点の電圧波形を示す。

第2図(A)はトランジスタQ1のコレクタ電圧波形である。トランジスタQ1が導通している場合、コレクタ電圧は0V、遮断されている場合にはコンバータトランスT1の一次巻線81側から見た内部容量とコンデンサC1による合成容量とコンバータトランスT1の一次巻線81のインダクタンスによる共振が発生し、図示のようなフライバック波形が得られる。

一方、第2図(B)は接点11、13、すなわちフライバック巻線の出力波形で、図示のようにダイオードD2、D3が一次側のトランジスタQ1のオフ期間に導通する、いわゆるフライバックモードの給電が行なわれる。接点11、13の電圧は、トランジスタQ1がオフの期間に発生する一次側のフライバック電圧波形のピーク電圧に依存した値となる。

第2図(C)は接点12、すなわちシーケンス制御用のフォワードモードの巻線の出力電圧を示している。この巻線では、前記のフライバック巻線と巻線の極性が逆になっているので、一次側のスイッチングトランジスタがオンで、二次側の出力電圧が5Vを超える期間においてダイオードD3が導通する、いわゆるフォワードモードの給電が行なわれる。この場合、出力電圧はトランジスタQ1がオンの期間の電圧波形に依存する。

次に、第3図を参照して電圧検出回路3およびPWM回路2のフィードバックによる出力制御について説明する。電圧検出が行なわれる巻線の給

電モードはフライバックモードである。

第3図(A)はコンバータトランスT1によって発生されるフライバック電圧およびフォワード電圧の変化を示している。ここで符号V1がフォワード電圧、符号V2がフライバック電圧である。フォワード電圧はダイオードD6が発生する直流電圧に依存し、フライバック電圧V2はコンバータトランスT1の一次側のオン時間、すなわちコンバータトランスT1の一次側が次に遮断されるまでに蓄積されるエネルギーに比例する。従って、PWM回路2によってトランジスタQ1のオン時間を徐々に小さくしていくと、第3図(B)、(C)に示すようにフォワード電圧V1はほとんど変化しないが、フライバック電圧V2はオン時間に比例して小さくなる。ただし、ある程度以上に一次側のオン時間を小さくするとフォワード電圧もそれに比例して低下する。この様子を第4図に示す。

第4図の横軸はコンバータトランスT1の一次側の導通時間、縦軸は出力電圧を示している。

第4図において符号bまでの期間では、フライバック電圧、フォワード電圧も共に一次側のオン時間に比例して大きくなる。しかし、オン時間が符号bよりも大きい領域では、フォワード電圧は一定に制御される。この電圧は前記のように一次側の印加電圧に比例する。

次に、各電源出力の制御について説明する。

画像形成装置の主電源を投入して交流電源1をダイオードD8に接続すると、この初期段階ではフォトカプラPC1のフォトトランジスタは点灯しておらず、PWM回路2は第4図のd点まで電圧を上げるようにトランジスタQ1を制御する。すなわち、オン時間を徐々に長くしてゆく。第4図の符号dよりもオン時間が長くなると、二次巻線84から電圧検出回路3を介して検出される電圧がフォトカプラPC1のフォトダイオードを点灯させるに到る値となり、出力値がPWM回路2にフィードバックされる。

これによって、PWM回路2は符号cあるいはdの領域まで出力電圧を上げるようにオン時間を

増加させる。この段階までの出力制御は第1図に示すように二次巻線84を用いたフライバック電圧ではなく、二次巻線83のフォワード電圧でも構わない。第4図の符号dあるいはcまで電圧が立ち上がると二次巻線83に接続されたシーケンス制御部が電圧検出回路などの電圧検出に基づいて起動される。ただし、二次巻線82、85などによって発生される交流出力電圧は低く抑えられ、フォワード電圧を用いたシーケンス制御用の電圧のみが一定値に制御される。この状態を、装置のスタンバイ状態という。

スタンバイ状態では、制御電圧V1を低下させることにより、トランジスタQ3を遮断し、高圧出力を遮断またはかなり小さい電圧値まで低下させることができる。

次に、シーケンス制御部は不図示の操作部などからのキー入力によって装置の各部を立ち上げる。シーケンス制御部は電圧検出回路3に信号を送り、蛍光灯LA1の予熱に必要な電圧および点灯に必要な電圧を得るようにフライバック電圧を

制御する。このとき電圧検出回路3の基準値などを制御することによって、PWM回路2によるオン時間を符号aの領域まで上昇させる。

蛍光灯LA1の制御状態は予熱状態および点灯状態に分けられる。予熱状態ではトランジスタQ2が導通状態に制御され、蛍光灯LA1の各フィラメントに電流が流される。一方、点灯状態ではトランジスタQ2を遮断し、蛍光灯LA1の両端のフィラメント間に管電流が流される。

予熱状態では、インダクタL1を介して供給される電流は蛍光灯LA1の両端のフィラメントとコンデンサC5、C6を通り、ブリッジダイオードD5を介してトランジスタQ2のコレクタ、エミッタに流れる。トランジスタQ2が導通状態では、二次巻線85から流れる電流はインダクタL1を通してフィラメント間ではなく、各フィラメントに流れ、従って蛍光灯LA1は点灯せず、予熱状態に制御される。

次にトランジスタQ2が遮断されるとブリッジダイオードD5が遮断され、二次巻線85の出力

電流はインダクタL1を介して蛍光灯LA1の一方のフィラメントから他方のフィラメントに管電流として流れる。

装置起動直後のスタンバイ状態では、蛍光灯LA1を消灯状態に制御する。この場合、トランジスタQ2をオンにする。スタンバイ状態では前述のように二次巻線85の出力が小さく、トランジスタQ2を導通状態に制御しても予熱電流は小さく抑えることができる。また、所定時間トランジスタQ2を導通させた後遮断しても、二次巻線85の出力が小さいためランプが点灯されない。

次に、操作部などからコピー命令などが入力された場合には、前述のようにしてPWM回路2によってトランジスタQ1のオン時間を増加させ、予熱が行なえる電圧まで二次巻線85の出力を増大させ、蛍光灯LA1の予熱を行なう。このとき、トランジスタQ2は導通状態に制御される。

次に、蛍光灯LA1を点灯させるには、トランジスタQ2を遮断する。蛍光灯LA1の点灯直後

では管電流が流れないため、インダクタL1の両端の電圧降下はなく、蛍光灯LA1の両端のフィラメント間に始動電圧として高電圧が加えられ、これによって蛍光灯LA1が点灯する。蛍光灯LA1が点灯状態となると、管電流が一方のフィラメントから他方のフィラメントに流れ、インダクタL1の両端の電圧が降下し、蛍光灯LA1のフィラメント間の電圧が安定化される。

蛍光灯LA1が予熱状態から点灯状態に切り替わる場合、二次巻線85から見た負荷インピーダンスはインダクタL1とコンデンサC5、C6および蛍光灯LA1のフィラメントの合成インピーダンスから、インダクタL1と巻電流が流れている状態の蛍光灯LA1の両端のインピーダンスの合成インピーダンスへと変化する。予熱状態から点灯状態へ変わる時、負荷インピーダンスの変化は蛍光灯LA1と直列にインダクタL1が挿入されているため、かなり小さくすることができる。従って、コンバータトランスT1の一次側から見たインピーダンスの変化もかなり小さく、これに

よってフライバック波形的変化が最低限に抑えられ、蛍光灯の点灯を安定に制御することができる。

次に、蛍光灯LA1の光量制御について述べる。蛍光灯LA1の光量はフォトダイオードPD1によって検出され、増幅器4で増幅され、誤差増幅器8によって基準電圧との誤差電圧が出力される。PWM回路7はこの誤差電圧に応じてトランジスタQ2のオン時間を制御する。トランジスタQ2がオンの期間では、蛍光灯LA1の両端の電圧が低下するので、蛍光灯LA1はトランジスタQ2がオンの期間だけ消灯する。基準電圧5をあらかじめ一定光量が得られるように設定しておくことにより、以上のようなフィードバックループによって蛍光灯LA1の光量を一定に制御することができる。また、基準電圧5を制御することによって蛍光灯LA1の発呼量を所望に制御することもできる。

以上のような蛍光灯LA1の制御を行なっても、シーケンス制御回路二はフォワード電圧が印

加されるので、シーケンス制御回路にはほぼ一定の安定化された電圧を供給することができる。また、充電器などの負荷に対して一定の電圧を与えるようにフライバック電圧を上昇させても、フォワード電圧によるシーケンス電圧はほぼ一定に制御することができる。

従って、電子写真方式の画像形成装置において、低圧から高圧の各負荷に対して共通のコンバータトランスを用いて電圧を供給することができるので、トランスの数を減少させ、電源装置の容積、重量をかなり小さくすることができると共に、出力制御にシリーズレギュレータやチョッパ回路など効率の悪い回路を用いないので、電力効率を低下させることがないという優れた利点がある。また、共通のコンバータトランスを用いて蛍光灯の点灯制御を行なえるので、この点においても従来装置よりもトランス、その他の電圧素子の数を減少させることができ、しかも上記実施例では蛍光灯と直列にインピーダンスを接続し、インピーダンスの変化を点灯、消灯、予熱の各状態に

おいてほぼ一定にすることができるので、蛍光灯をどのような状態に制御してもコンバータトランスの一次側から見た電圧共振の状態を変化することがなく、フライバックモードを用いた蛍光灯を安定に点灯させることができると共に、他のフライバックモードの負荷に対する影響を小さくできるという優れた利点がある。

さらに、トランジスタQ3による高圧出力制御手段を設けているので、ランプの消灯あるいは予熱時に高圧出力を遮断あるいは低下させることができる。

以上の実施例では蛍光灯と直列に挿入する交流負荷をインダクタから構成したが、コンデンサなどを用いてもよい。

〔発明の効果〕

以上から明らかなように、本発明によれば、電子写真方式の画像形成装置における照明用光源、および高圧、低圧の各々電圧が異なる負荷に給電を行なう電源装置において、コンバータトランスと、このコンバータトランスの一次側に設けら

れ、コンバータトランスの一次巻線を励振するスイッチング手段と、コンバータトランスの二次側に設けられた前記照明用ランプに交流を給電する第1の二次巻線と、前記高圧の負荷に直流を給電するための第2の二次巻線と、前記低圧の負荷に直流を給電するための第3の二次巻線と、前記コンバータトランスの二次側において前記第2の二次巻線から高圧負荷への給電を制御する手段とを設け、前記第2の二次巻線と高圧の負荷の間に設けられる整流回路および前記第2の二次巻線の極性を選択することによって前記高圧巻線にフライバックモードによるスイッチングによって給電を行ない、一方前記第3の二次巻線と低圧の負荷の間に設けられる整流手段と前記第3の二次巻線の極性の設定によって前記低圧の負荷にフォワードモードで給電を行なう構成を採用しているため、高圧および低圧の電圧をそれぞれ異なるスイッチングモードによって給電でき、前記給電制御手段により前記高圧負荷に対する給電を制御しても他の負荷に影響を与えることなくそれぞれの出力を

独立して行なうことができる。また、共通のコンバータトランスを用いて低圧および高圧の出力を得ることができるので、電源装置を小型、軽量化することができるという優れた効果を得られる。

4. 図面の簡単な説明

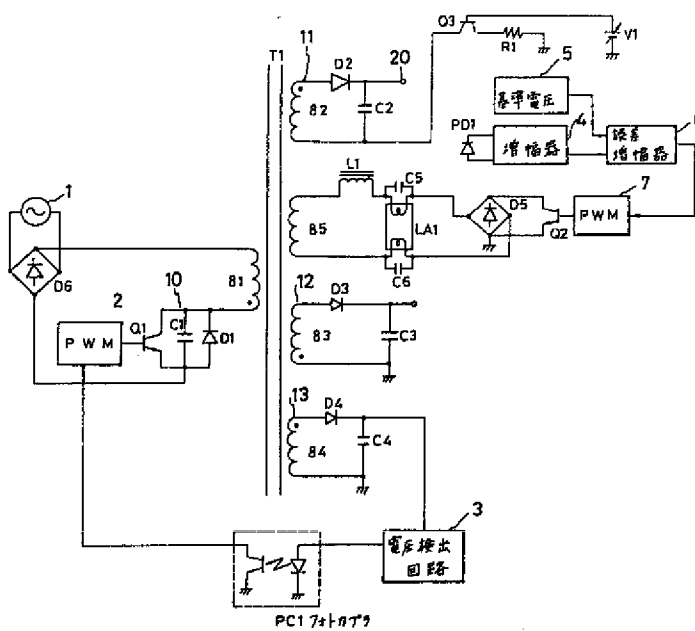
第1図は本発明を採用した電源装置の構成を示した回路図、第2図(A)～(C)、および第3図(A)～(C)は第1図の回路における各部の電圧波形を示した波形図、第4図は第1図の回路におけるトランス一次側のオン時間に関連した出力電圧の変化を示した線図、第5図は従来の電源装置を示したブロック図である。

- | | |
|-----------------|---------|
| 1…交流電源 | 2…PWM回路 |
| 3…電圧検出回路 | 4…増幅器 |
| 5…基準電圧 | 6…誤差増幅器 |
| 7…PWM回路 | 81…一次巻線 |
| 82～85…二次巻線 | |
| D1～D4…ダイオード | |
| D5、D6…ブリッジダイオード | |
| PC1…フォトカプラ | |

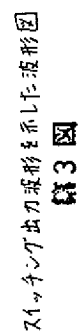
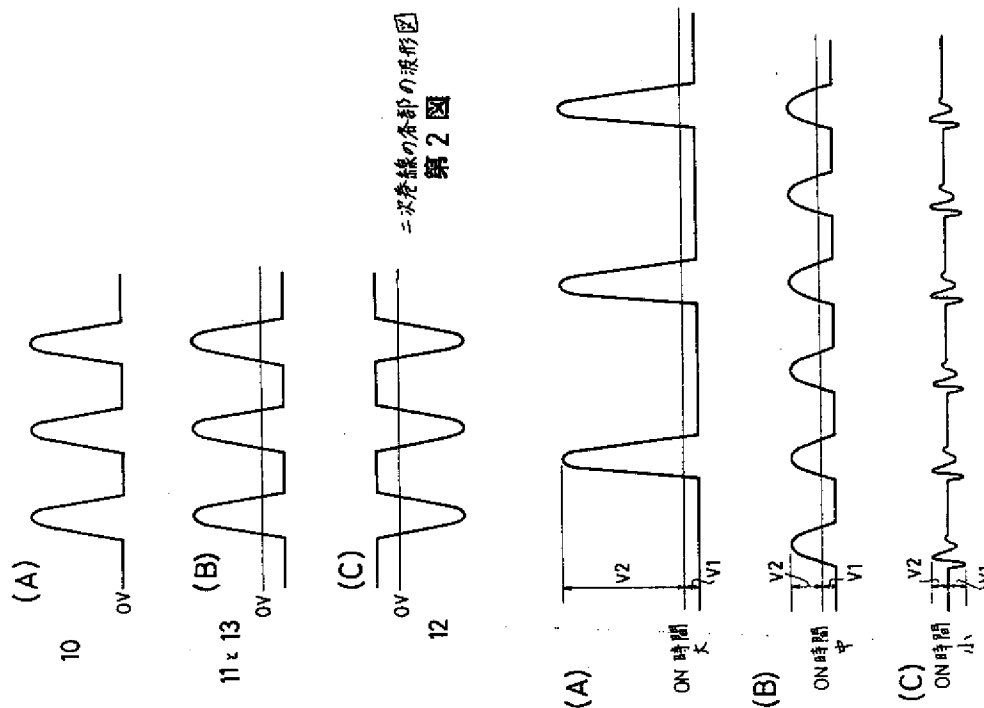
特許出願人 キヤノン株式会社

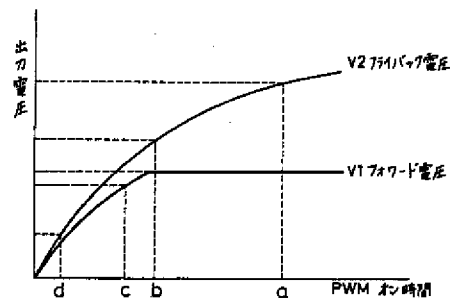
代理人 弁理士 加藤 卓



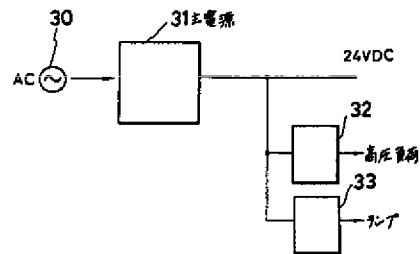


電線配置の回路図
第1図





出力電圧を示した線図
第 4 図



従来装置のブロック図
第 5 図

PAT-NO: JP401047223A
DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 01047223 A
TITLE: POWER SOURCE EQUIPMENT
PUBN-DATE: February 21, 1989

INVENTOR-INFORMATION:

NAME
NAGAHIRA, JOJI

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
CANON INC	N/A

APPL-NO: JP62200818

APPL-DATE: August 13, 1987

INT-CL (IPC): H02J001/00, G03G015/00

ABSTRACT:

PURPOSE: To control power supply to a high voltage load without causing influence onto other loads, by feeding power from high and low voltage sources in different switching modes.

CONSTITUTION: A secondary winding 82 is a high voltage winding and connected with a rectifying/smoothing circuit comprising a diode D2 and a capacitor C2. Switching mode of the winding is brought into flyback mode by selecting the polarity of winding of a converter transformer T1 and the conduction polarity of the diode D2. In other word, voltage to be produced across the secondary winding 82 when a primary winding 81 is interrupted is fed through the diode D2 to a load. When control voltage V1 to be applied onto the base of a transistor

Q3 is controlled through a sequence control circuit, high voltage output can be controlled.

COPYRIGHT: (C)1989,JPO&Japio